

⑫ 特 許 公 報 (B 2)

昭64-11883

⑪ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭公告 昭和64年(1989)2月27日

G 01 D 5/24

8104-2F

発明の数 1 (全15頁)

⑮発明の名称 可動部品の相対的位置測定装置

審 判 昭59-13087 ⑯特 願 昭53-153588

⑰公 開 昭54-94354

⑱出 願 昭53(1978)12月8日

⑲昭54(1979)7月26日

優先権主張 ⑳1977年12月9日㉑スウェーデン(SE)㉒7714010-1

㉓発 明 者 イングヴァール・アン スウェーデン国183 63テービュ・スタールヴェーゲン11
デルム㉔出 願 人 ステイフェルセン イ スウェーデン国、100 44 ストックホルム 70
ンステイチュテツト
フアー ミクロヴォー
グステクニーク ヴイ
ツド テクニスカ ヘ
ーグスクーラン イ
ストックホルム

㉕代 理 人 弁理士 山 田 豊 外2名

審判の合議体 審判長 山 本 達 雄 審判官 金 平 弘 子 審判官 小 林 邦 雄

㉖参 考 文 献 特開 昭51-119253 (JP, A) 特開 昭49-34850 (JP, A)

特公 昭43-23161 (JP, B1) 米国特許3238523 (US, A)

米国特許3860918 (US, A) スイス国特許400585 (CH, A)

1

㉗特許請求の範囲

1 2つの相対的に移動可能な部材のうち、一方の部材がスケール、他方の部材が該スケール上に移動可能なスライドとして構成され、各部材上に容量性電極が設けられている可動部品の相対的位置測定装置において、

- a 前記スライド上の電極が、互いに独立した供給電極と受信電極からなり、
- b 該供給電極は、互いに平行で独立した略直線状とされ、
- c 該供給電極を少なくとも3つ含むグループが、各グループ毎に前記スケール上の電極に対して同じ相対的位置関係で、少なくとも2グループ設けられ、
- d 該グループ内の各供給電極に、単一の周期的な波形に従った、位相が順次異なる少なくとも3相の交流電圧をそれぞれ印加し、
- e 該交流電圧は、同じグループ内の空間的に隣

2

り合う供給電極に関しては位相が順次異なるが、異なるグループ間の空間的に対応する供給電極に関しては同相であり、

- f 前記スケール上に、相互に且つ周囲に対して絶縁された複数の電極が、前記グループの1周期長毎に1つの割合で配設され、
- g 該スケール上の電極が、それぞれ、互いに導通された検出電極と伝達電極からなり、
- h 該検出電極の幅が、供給電極1ピッチ分の幅以上であつて、且つ、前記グループの1周期長から供給電極1ピッチ分を引いた幅以下であり、
- i 該検出電極が通過移動する部分の上に前記供給電極が配置され、
- 10 j 前記伝達電極が通過移動する部分の上に前記受信電極が少なくとも1つ配置されており、
- k 該受信電極が、前記伝達電極から導き出した測定信号を測定回路に送り、

1 該測定回路が、測定信号の位相を分析して両部材の相対的位置を測定することを特徴とする可動部品の相対的位置測定装置。

発明の詳細な説明

本発明は例えば手動の測定器具のスケールとスライドのような相対的に可動な二つの部品の一方の他方に対する位置を容量によつて測定する装置に関する。

本発明の目的は例えばノギス (sliding caliper) のような手動測定器具に使用できる優れた測定分解能ないし精度 (0.01mm) を有し、電力消費が少ない簡単な構成の安価な装置を提供することにある。

西独特許第224660号には、容量式角度測定装置が開示されている。この装置は一定の時間シーケンスで電気パルスが供給される多数のセグメントを有するスケールを備え、この測定装置の可動部分上に設けた検出電極からの信号がこの可動部分の位置の電氣的決定のために用いられるようになってい

る。しかし、この位置測定はスケールの目盛に対応して不連続に段階的にしか行なうことができず、0.01mmより高い分解能を得るためにこの原理を用いるには、スケール上のセグメントを非現実的にまで小さくすることが必要となる。

西独特許第2217183号には二つのグループの電極を備えたスケールからなる容量式長さおよび角度測定システムが開示されている。各グループにおける電極は互いに電氣的に接続されており、二つのグループには互いに180度の位相差を有する交流電圧が加えられる。

この測定システムにおいては、スケールに対して可動な部品、すなわちスライドには多数の検出電極が設けられ、これらの検出電極は互いに接続されて数グループを形成し、電圧の位相位置を補間法 (interpolation) による測定値の決定に使用されるようになってい

る。この特許の方式は補間を線形 (linear) とらしめるには、コストが高く広い設置空間を占める装置を必要とする。さらにこの装置ではスケールの二つの電極グループには発振器を接続し、他方スライドの電極には評価電子回路を接続する必要がある。

本発明の目的は上述の欠点を除いた装置を提供することにある。

本発明の容量式長さおよび角度測定システムにおいては、スケールの電極は各電極間同士でもまた周囲とも電氣的に接続されていない。従つてシステムに含まれる全ての電子回路はスライド上に配備することができ、手動測定器具としての取扱いおよび保守に対して制限となるようないかなる結線あるいは摺動接点をスケールに設ける必要がない。スケールの電極も互いに接続されていないので、スケールの他の部分が完全に露出されていても、スライドの電子回路および電極並びにスライドに近接したスケールの部分の外乱から効果的に遮蔽することができる。又、供給電極が極めて単純な形状をしているので、供給電極の構成が簡単であり、小型化が容易で精度が出し易い。更に、供給電極の全グループを、スケール上の電極に対して同じ相対的位置関係で設ければよいので、供給電極グループの配置が簡単である。従つて、スライドの設計、製造が容易である。更に、供給電極のグループ数が少ないので、スライドの測定方向長さを短くでき、測定の有効長を長くとれる。又、検出電極の幅を、供給電極1ピッチ分の幅以上であつて、且つ、供給電極グループの1周期長から供給電極1ピッチ分を引いた幅以下とし、この検出電極を、前記グループの1周期長毎に1つの割合で配設すればよいので、供給電極に比し検出電極のピッチを大きくでき、加工が容易で精度が出し易く、スケールの設計、製造も容易である。更に、グループ内の各供給電極に、単一の周期的な波形に従つた、同じグループ内の空間的に隣り合う供給電極に関しては位相が順次異なるが、異なるグループ間の空間的に対応する供給電極に関しては同相である、少なくとも3相の交流電圧をそれぞれ周期的に印加すると共に、前記検出電極を介して伝達電極から導き出した測定信号の位相を分析しているので、検出電極の配設周期、即ち、供給電極の各グループ長の範囲内における測定精度 (即ち分解能) は、供給電極の配設間隔には依存せず、信号相の数 (即ち、1グループ内の供給電極の数) に依存する。従つて、相数を増やして信号波形の精度を向上することにより、高分解能の測定信号を容易に得ることができ

5

小型で加工精度の出し易いパターンを構成しているので、非常に正確で小型のパターンを作ることが可能である。

以下図示実施例を詳細に説明する。

本発明の容量式長さおよび角度測定システムは、第1図に示すように尺ないしスケール(scale) 20 からなり、このスケール上に多数の電極21が配備されている。これらの電極はスケールに沿って等間隔に配置され、お互いにおよび周囲から電氣的に絶縁されている。

スケールの上方にこのスケールに沿って移動可能なスライド(slide) 22が配備されている。このスライドは一定のパターンに配置された電極とこれらの電極に接続された電子回路24とからなる。

第2図に示すように、スライドの電極のパターン23は長方向の電極26, 27, 28が配置された区域25からなる。これらの電極は同じ幅寸法bを有し、各電極間に間隔cが設けられている。各電極は互いに平行で、スケールの長さ方向に対して直角方向に配置されている。

これらの電極は、三つおきの電極が一つのグループを構成するように接続され、三つのグループを形成している。これらの三つのグループの電極には3相発電機29からの3相出力電圧が供給されている。これらの3相電圧は波形と振幅は等しいが、互いに位相が1周期の1/3ずつずれている。

スライドの電極パターンはさらに二つの長方形電極30, 31からなり、スケールの長さ方向に供給電極パターン23の数周期に対応する長さを有している。これらの電極はそれぞれ高入力インピーダンス増幅器32, 33に接続されている。

第2図はスライドの電極パターンの平面図である。区域25内の供給電極(supplying electrodes)と受信電極(receiving electrodes) 30, 31との間の直結を避けるために、遮蔽パターン36が設けられている。このパターンは図示の形状の導体層からなり、信号処理回路の中性点に接続されている。

発振器29は正弦波電圧を発生するように構成されている。スケールの電極間の補間(interpolation)は発振器29に対して受信電極(30または31)からの電圧の位相角 ϕ を測定することによって行なわれる。

6

第7図は発振器29の三つの供給電圧R, S, Tと受信電極30, 31から得られた波形(破線)を示す。スライドおよびスケールの電極パターンの適当な構成を用いることによつて位相角 ϕ は測定方向におけるスライドとスケールの間の変位の一次関数となる。

第3図はスケール20の電極のパターンを示す。このパターンは第2図の長方形供給電極と正弦波供給電圧とで線形補間(linear interpolation)を行なうことができる。

第3図の電極パターンは検出電極37とこの電極に接続された伝達電極(transfer electrode) 38からなる。検出電極はその測定方向に沿う幅がスライドの供給パターンの周期に等しい周期を有する正弦関数の正の部分に対応する形状を有している。このような半正弦波形状検出電極37のそれぞれが伝達電極38に接続されている。

検出電極37は、スライドがスケールに沿つて変位されるときに、スライドの電極26, 27, 28によつて覆われる区域内に配置されている。各伝達電極間には狭い絶縁間隙39がある。この間隙の大きさと形状は位相角に本質的に影響を与えない。なぜならスライドの下に配置されたすべての遮蔽および伝達電極は実質上同電位を有するからである。しかし、これらの電極と伝達電極が非常に大きい被覆面積を有していることが受信電極からの信号の強度にとつて重要である。

検出電極の上述の構成によつて供給電極のパターン(第1図)における電極の幅bと電極間隔cの関係とは無関係に補間1次関数が得られる。このパターンは優れた伝達容量に対する要求と使用される製造技術に基づく絶縁間隔に対する制約の点から最適なものとなしうる。

第3図のパターンと同じであるが測定方向に半周期位相がずれた他の検出パターンを検出電極を通る線に対して反対側に配置することによつて、信号の振幅を2倍となすと同時にシステムにおける電氣的な外乱の影響を減少させることができる。この場合、スライドのパターンにも電極30, 31に対して供給パターンの反対側にさらに受信電極を設ける。供給パターンの両側の受信電極からの有効信号は逆位相になるので、これを組み合わせて差動増幅器で増幅し、すべての受信電極に対する同じ位相位置をもつ電氣的な外乱を除くことが

7

できる。

電子回路 2 4 は発振器 2 9、信号増幅器 3 2、3 3、論理回路 3 4 および表示器 3 5 からなる。論理回路 3 4 は位相角 ϕ を測定値に変換してこれを表示器 3 5 に表示させる。論理回路 3 4 には発振器から少なくとも二つの標準位相信号が与えられ、増分計数によつてスケールパターンにおける経過周期の数を計数するとともに位相測定によつて周期内の補間を行なう。

受信電極を二つの部分 3 0 と 3 1 に分割し、それぞれに対して信号増幅器 3 2、3 3 を設けたのはスケールと供給パターン上のほこりあるいは機械的な損傷によつて生じる誤差に対して当該システムが自己制御できるようにするためである。

論理回路 3 4 は二つの測定チャンネルで交互に測定できるように構成されプログラムが作られている。これらの 2 チャンネルの測定の結果が同一でないと、誤差の指示が行なわれ、操作者によつて電極パターンが制御され清掃される。

エレクトロニクスを用いた値段の安い完全なシステムを製造するには、デジタル技術を可能な最大限に用いるのが有利である。上述のシステムにおいて、正弦波電圧は正弦波の周期を大きさは一定であるが幅の異なる多数のパルスに分割し、フィルタを通過したあとの信号が所望のきれいな正弦波形になるようなデジタル正弦波発生器によつて得ることができる。このフィルタは発振器と供給パターン間に配置することができ、すべての供給位相を同じように非常に正確に処理できるように構成される。このフィルタはまた増幅器 3 2、3 3 と論理回路 3 4 間に接続することもできる。

本発明の容量式長さおよび角度測定システムの電子回路の一層の簡略化とコスト低下は、供給電極にこの装置の基本周波数の方形波を供給できるような構成によつて達成される。

第 8 図は 3 相システムのためのそのような供給電圧 (S, R, T) の波形とそれによつて受信電極 3 0、3 1 から得られる「信号」の波形を示す。このシステムにおいては、正弦波電圧を使用するシステムにおけるように受信信号の零レベル通過 (zero passage) を用いて位置を検出することはできない。零レベル通過点は、スライドがスケールに沿つて動かされるときに、多数の固定

8

位置の間で段階的に変位する。

しかし、測定回路が時間ゲート (第 8 図の「ゲート」) 内の信号の平均値を求めると、供給電圧に対するゲートの位置 (y) およびスケールに対するスライドの位置 (x) の関数 $F(x, y)$ である電圧が得られる。ゲートの長さおよび電極の幅と形状を適当な寸法とすることによつて、x と y の間に予め定められた関係が存在するとき関数 $F(x, y)$ が零となるように構成することができる。

すなわち、 $x - NL = ky$ に対して $F(x, y) = 0$

ここに N は整数、L は供給電圧の周期の長さ、k は定数である。

第 8 図は上述のような電極パターンの寸法を示すためのスライドとスケールの断面図である。この図において、供給電極の幅 b は隣り合う電極間の間隔 c と等しい。スケールの長方形電極の幅 a は供給電極の幅の 2 倍に電極間隔 c を加えた距離に等しい。

スケールの電極は n 相供給パターンの周期長と同じ周期スプリット (split) L でスケールに沿つて配置されている。ゲート時間 G は n 相システムの隣接する相の間の時間差に等しくなければならない。この場合における x と y の間の直線関係を得るための前提条件は次のように要約される。

$$c = b$$

$$a = 3d$$

$$d = L - a$$

$$G = \frac{1}{n} \cdot P$$

ここに P は供給電圧の周期である。

電極パターンの上述の寸法とゲート時間を用いることによつて、スケールに対するスライドの位置に対応する測定値を電気信号として自動的に提示する簡単な電子回路を設計することができる。この電気信号は表示器に送られるか、あるいは機械的な位置の制御に使用することができる。

第 9 図にそのような回路の一例を示す。この回路においては、三つの方形 (矩形) 波電圧 R, S, T は発振器からの例えば 30 KHz の周波数 f_1 をユニット 4 2 で三分割し、出力電圧の周期の 3 分の 1 にそれぞれ対応する位相差を生じるようにして発生させる。

ユニット 4 5 は例えば CMOS 回路 CA4064 のような位相ロック回路 (phase locked circuit) である。この回路は電圧制御発振器 (voltage controlled oscillator) を含み、この発振器の周波数は二つの入力周波数 f_{11} , f_{12} が正確に一致するように位相検知回路によって制御される。周波数 f_{11} は周波数 f_1 とユニット 4 5 からの出力周波数 f_2 とから得られる。すなわち、周波数 f_1 は、

$$f_1 - f_2 = \frac{f_1}{301}$$

となるように制御される。この式は、 $300f_1 = 301f_2$ と等しい。

ユニット 4 6 によって長さが周波数 f_2 の一周期に等しく、周波数が $f_2/3$ に等しいパルスが発生される。スケールの供給周波数 f_0 に対する位相位置は、ゲートパルスの各周期について周期 f_0 の周期の $1/300$ ($L = 3 \text{ mm}$ ならば $1/100 \text{ mm}$ に相当) ずれる。300 のゲートパルスの時間内で、スケールの信号電圧に対するゲートパルスの位相位置が $1/100 \text{ mm}$ に対応するステップないし段階ですべての可能な値を掃引 (sweep) する。ゲートパルスは、ゲート時間中スイッチ 5 7 を閉じておくようにこのスイッチを制御する。積分器 6 3 がこの時間中の信号の平均値を形成する。

ゲート時間の開始直前に積分器 6 3 はスイッチ 6 4 によって帰零される。このスイッチ 6 4 はユニット 4 6 からのパルスによって制御される。この積分器の出力電圧は比較器 5 0 に与えられ、この比較器が積分器の電圧の正、負を検出する。

ゲート時間の直後に続く期間中に比較器 5 0 の出力がゲート 5 8 を介してカウンタ 5 2 に送られる。ゲート時間中の信号の平均値が負値から正值へと零を通過するとき、カウンタ 5 2 が停止する。これはスケールに対するスライドの機械的位置の関数である掃引 (sweep) の一時点において発生する。

ユニット 5 1 において周波数 f_2 が 900 で除され、これによって掃引と同じ周波数を有するが測定装置の機械的位置とは無関係な位相位置を有する方形波が得られる。ユニット 5 1 からのこの方形波は、スライドがスケールに対して機械的に変位されるとき比較器 5 0 の零レベル通過に対する位相位置の変位を測定するときの標準となる。

スライドがその機械的位置にあるときに、この

標準電圧の位相位置が比較器の出力電圧の位相位置と一致するように標準電圧の位相位置を零設定することは、比較器の出力電圧がその論理レベルを「0」から「1」に変化させたときユニット 5 1 によってカウンタを零設定 (リセット) することによって容易に行なうことができる。

カウンタ 5 2 はユニット 5 1 からの出力電圧の変化によってリセットされ始動されるカウンタであつて、始動されると、対応する変化が比較器 5 0 からゲート 5 8 を介して到達するまで、 f_2 からのパルスを計数する。カウントされたパルスの数は供給パターンの周期 (3 mm) 内においてスライドのスケールに対する零位置からの 0.01 mm の変位の数に対応する。

スライドがスケールに沿って移動した周期の数を測定するために、測定信号が増幅器 3 2 の通過した後にユニット 5 4 に送られる。このユニット 5 4 は公知の技術を用いて発振器の位相分割器 4 2 からの標準位相 (R.S, T) によって 1 mm の移動に対応する供給信号周期の $1/3$ ずつのスライドのスケールに沿う運動による測定信号の位相の変位を検出することができる。

ユニット 5 4 はスケールの変位に応じて運動の方向を決定し、カウンタ 5 3 の増幅計数のためのパルスを発生する。カウンタ 5 3 はスケールシステムが零に復帰されるとき零にリセットされ、その後零位置からの長さ方向の変位 (ミリメートル) に相当する数を出力する。

カウンタ 5 2 と 5 3 からの出力信号はユニット 5 5 に入力され、数値表示器 5 6 を動作させる。あるいは、カウンタ 5 2, 5 3 からの出力信号を外部で処理してこのスケールシステムで位置を検出した機械の部分の制御するのに使用することもできる。

第 4 図、第 5 図は四つまたはそれ以上の位相のシステムに使用されるスケールとスライドの電極パターンの二つの実施例を示す。第 2 図のスケールパターンにおいては各 2 番目の検出電極は正規のスプリット L から $L/2n$ に等しい距離だけ測定方向に変位している。 L は供給パターンの長さに等しく、 n は位相の数である。受信電極 3 0 は周期長さ L の偶数倍に等しい長さを有していなければならない。各検出電極の幅は L/n に等しい。

11

第5図の電極パターンにおいては、検出電極は周期 L で等間隔に配置されているが、各電極は二つの等しい大きさの部分からなり、この各部分は幅が L/n であり、かつ測定方向に $L/2n$ だけずれている。

第4図、第5図のスケールパターンにおいては、供給電極の幅は b 、間隔 $c = L/2n$ であり、第9図の電子回路におけるゲート長さ $G = 2P/n$ である。

本発明の容量式長さおよび角度測定システムは経過した周期の数をカウントすることによってスライドの移動を連続的に制御することなく、機械的位置を明確に決定できるように構成することができる。

第10図、第11図にそのような構成の例を示す。第10図のスケールはそれぞれ間隔 L_1 と L_2 を有する二列の電極を備えている。スライドは周期長さ L_1 と L_2 の対応する n 相の供給パターンを有する。スケールとスライドのこの電極パターンは前述の実施例におけるように各列の電極に伝達電極を有し、スライドからは二つの信号 V_1 および V_2 が得られ、この信号を電子回路で処理するようになっている。パターンの各周期内の位置は供給位相の一つ、例えば R に対して電圧 V_1 の位相を測定することによって前述のようにして測定される。

さらに、二つの信号 V_1 と V_2 の間の位相角を測定することによって、次のような延長 M を有する長い距離 M 内の位置の正確な測定が可能である。

$$M = L_1 \left(\frac{L_1}{L_1 - L_2} - 1 \right)$$

例えば、 $L_1 = 3 \text{ mm}$ 、 $L_2 = 3 \cdot \frac{100}{101} \text{ mm}$ とすると、 $M = 300 \text{ mm}$ になる。

第11図はスケール上のスライドの位置の明確な絶対測定を行なうのに用いる電子回路のブロック図を示す。32、62はスライドの二つの受信電極からの信号が与えられる高入力インピーダンスを有する増幅器である。この増幅器で増幅された信号 V_1 、 V_2 はユニット60、61に与えられる。ユニット60は信号 V_1 と V_2 の間の位相角を測定することによってスライドの位置の粗測定を行なう。ユニット61においては、信号 V_1 とスライドの発振器の出力の一つの位相 R との間の位

12

相角を測定することによってスライドの正確な位置が測定される。55、56は第9図におけると同様にそれぞれデコーダ/ドライバーと表示ユニットである。

5 第10図のシステムは三相正弦波電圧を使用するように構成されているが、上述のシステムを変形し方形波電圧を使用してスケールに対するスライドの位置の正確な測定を行なえるように構成することもできる。

10 スケールに方形波が加えられるようにしたシステムにおいては、タイムゲート「G」における積分の前に信号の波形が変化しないことが補間の1次性ないし直線性 (linearity) によって重要である。問題なのはスケールからの信号が非常に低い伝達能力と結合しているときである。実際には増幅器32、33、62からの信号のための供給インピーダンスは1ピコフアラッドより大きくない。従って増幅器入力側で何らかの方法で直接接地する必要がある。

20 手動器具としての使用に適するように電子回路をコンパクトに設計する場合、数10メガオーム以上の抵抗を用いることは實際上困難である。増幅器入力側に例えば $200 \mu\text{s}$ の時定数で高域フィルター効果が得られる。 10 kHz の測定周波数 f_0 で1次補間関数からのずれが生じるが、これは $1/100 \text{ mm}$ という所望の分解能と比較して無視できないものである。

30 n 個の入力に対して比較的低い周波数の n 個の相によって変調された高周波信号がスケールに与えられるようなシステムにおいて、上述の問題をかなり解消することが可能である。HF信号によって制御された同期検出器での変調後に、第8図の「信号」と同じ波形を有する低周波入力の位相の組合わせからなる信号が受信器に得られる。

35 この高周波変調は、減少した容量性伝達インピーダンスのために、このスケールシステムにおける伝達容量の抵抗性シャunting (resistive shunting) に関する許容範囲を増加させる。例えばスケール上のよごれによる伝達インピーダンスの抵抗性シャuntingは低周波包絡線 (LF-envelope) の相対的形狀に影響を与えることなく、振幅を直線的に減少させるだけである。従って、検出された低周波信号の振幅が相当に小さくなるほど抵抗性負荷が大きくないかぎり、受信さ

13

れた測定値は影響を受けない。

第12図は上述の信号の例を示す。低周波矩形波信号が高周波信号に重畳され、これによつてLF変調に応じて交番する位相と不変な振幅を有するHF信号が得られる。

同期検出器は第13図のように構成することができる。入力信号はHF信号 f_0 によつて制御されるスイッチによつて増幅器の正の入力端子と負の入力端子に交互に与えられる。すなわち、第12図の変調された信号の影を付けた部分が増幅器の正の入力端子に与えられ、信号の残りの部分が負の入力端子に与えられる。

第12図の左側部分は高域フィルタを通過した後の信号がスケールのよごれによる抵抗性負荷に対応してどのように変化するかを示す。スケールの上に比較的高い抵抗性負荷があつても、第13図の復調器を通過した後の信号は主として低周波信号 f_R によることが分かる。

第14図はLF方形波が重畳されたHF信号に関する上述の原理を適用した回路を示す。発振器41から例えば128kHzの周波数 f_0 が7段2分割分周器(7 step binary frequency divider)8.1に送られ1kHzまで分周される。周波数はユニット8.2によつてさらに2分割され、等間隔の位相位置を有する四つの500Hzの方形波が作られる。

これら四つの500Hz信号は変調器8.0に送られ周波数 f_0 と組合わされ、四つの128kHz信号がトランスデューサ8.5に送られ、500Hz信号の極性に依つて180度位相が変えられる。

トランスデューサの出力信号は増幅器7.0で増幅される。次いでこの信号は抵抗7.1、スイッチ7.2、積分器7.3からなるユニットによつて復調、積分される。スイッチ7.2は周波数 f_0 によつて制御され、LF信号が積分される。

積分器の抵抗7.4, 7.5は高い抵抗値を有し、コンデンサ7.6, 7.7によつて得られる時定数はLF信号の周期よりもずっと大きい。積分器からの出力信号 U_{01} は1/4周期の位相差とトランスデューサの位置の関数である振幅とを有する二つの三角波の和である。この合成波の零点通過は比較器7.8によつて検出される。

比較器の出力Kは、トランスデューサの位置の関数であるトランスデューサのLF入力変調に対する位相位置を有する方形波になる。この方形波

14

の正の立上り縁がラッチユニット8.3をトリガし、これがその時点で分周器8.1-8.2の各2分割値(binary value)をラッチする。そしてラッチユニット8.3はスケールパターンの周期内での

トランスデューサの位置を表わす値を出力する。

このラッチユニットの出力は計算ユニット8.4で処理され、次の作用が行なわれる。

- a スケールの補間関数の残存非直線性成分の補正：位相位置 $K=f$ (トランスデューサ位置)
- b だいたいの位置、すなわち、トランスデューサが移動する間のスケールパターンの周期の数の計算。この情報は順次のK周期の間のトランスデューサの移動がトランスデューサのパターンの周期の半分以下であるとき、順次生じるラッチ出力から得られる。
- c 零設定：スイッチ8.6の操作により、計算ユニットが実際の位置の値を記録し、この値からのトランスデューサの移動量を計算する。
- d スケールファクター(scale factor)をmmあるいはインチで読みとるように選定する。
- e 測定値を表示ユニット1.10を動作させるのに適当な形に変形する。

これらの機能は所望の動作を行なうようにプログラムされたマイクロコンピュータで行なうことができる。

本発明をデジタルノギス(digital caliper)に適用するときは、コンパクトで安価な構成が重要である。

第15図は成分の計数に有利であり、少数のモノリシック回路での積分に適した電子回路を示す。第15図のシステムはブロック4.1, 7.0~8.3に関しては第14図のシステムと同様である。ラッチ回路8.3からの出力Bがユニット8.6でスケール関数における非直線性を調整されて新しい2進値 B^* が得られ、この値が減算器8.7の一方側に与えられる。減算器のもう一方側には2進アップダウンカウンタ8.8の出力Cが接続される。

ユニット8.6としては公知のリードオンリーメモリ(ROM)を使用できる。C値が B^* 値に等しくないと、ゲート9.0が開き f_0 パルスがカウンタ8.8に送られる。ユニット8.7からの出力の最上位ビット(MSB)がトランスデューサの移動方向に応じてカウンタ8.8のカウント方向を制御す

るための信号 (Up/Down) として用いられる。

カウンタの値Cが値B*に等しくなると、ゲート91が高い出力をノアゲート90に与え、ゲートが f_0 パルスに対して閉じられてカウンタ88が停止する。

カウンタ88へのクロックパルス f_0 *はユニット89にも与えられ、このユニット89はパルス列 f_0 中の適当な数のパルスを除き、mmあるいはインチのスケールファクターのための新しいパルス列 f_m を与える。

ユニット94はBCD(2進10進) アップダウンカウンタを含んでいる。これにパルス列 f_m がクロックパルスとして与えられている。このアップ・ダウンカウンタとカウンタ88のカウント方向は同じ信号で制御される。従つて、ユニット94内のカウンタはスイッチ93の設定に応じてインチまたはmmの適当なスケールファクターによつてトランスデューサ85の移動に追従する。

ユニット95はユニット94からのBCD出力を表示ユニット110のコード化および駆動要件に一致させるためのデコーダ/ドライバである。

ユニット92はトランスデューサの移動速度をチェックするためにシステムに含まれる。トランスデューサの移動速度が速くなり過ぎると、ユニット92が誤差警報を発し、これがユニット94でラッチされ、誤差情報が表示ユニット110に表示される。

測定システムの零設定はスイッチ86を押すことによつて行なわれ、これによつてユニット94内のカウンタと誤差ラッチが零にリセットされる。

第16図はデジタルノギス (digital caliper) のための電子システムを示す。このシステムは既述の1次スケール関数の原理に基づいており、LF信号の連続的積分を含んでいる。

発振器41は例えば200kHzの周波数を分周器81に送る。この分周器は周波数を200で割り、ユニット82は500Hzの4相矩形波を出力する。変調器80においては、この四つのLF位相が、200kHzの周波数によつて乗ぜられ、その結果得られた四つのHF信号がトランスデューサ85に与えられる。このトランスデューサの出力はユニット70で増幅され、復調器72において200kHzが重畳され、得られた信号が積分器73で積分

される。

積分器の出力信号の零点通過 (zero crossings) は比較器79によつて検出される。比較器79の出力kはトランスデューサの位置の関数であるユニット82からの4相LF信号に対する位相位置を有する方形波となる。

ユニット106は200kHz信号がクロックとして与えられるBCDカウンタである。このカウンタは400パルスのカウントサイクルを持ち、分周器81~82と同期して動作する。スイッチ86が閉じられると、ユニット106がユニット111からのリセット信号によつて帰零される。このリセット信号はKパルスの立上りによつてトリガされる。ユニット107がパルスKの各立上りでカウンタ106の出力をラッチする。

従つて、ユニット107の出力は零設定に対してスケール周期内でトランスデューサ85の位置を表わす。ユニット108において論理回路がトランスデューサの移動における四つの1ミリメートル段階を表わすラッチ107の二つの最上位ビットの出力値の変化を検出する。この移動が1ミリメートル以上のプロKパルス (pro K pulse) でないならば、ユニット108はクロックパルスと方向信号を粗カウンタ109に正確に与える。このカウンタはトランスデューサの移動のmmカウントを表示する。

粗カウンタ109と精密ラッチ107からの出力はデコーダ/ドライバユニット95によつてデジタル表示器110を駆動するための信号に変換される。

既述の本発明の実施例は測定器具あるいは直線的な機械的変位の測定に関するものであるが、このスケールシステムを角位置の測定用に構成することもできる。この場合、例えばスケールをシリンダの外周に巻回したバンドとなし、スライドを同心の他のシリンダの内部に配置する。

直線的に延長するスケールシステムを円形のスケールシステムに構成し直す他の方法としては、直線的に延長する座標軸xが角座標と等しくなるようにスケールとスライドのシステムを変更する方法がある。この場合、スケールとスライドは共通軸上で互いに接近配置された二枚の円板として設計される。

例えば第9図、第11図の電子回路を用いるこ

とによつて、測定物体上に何ら機械的負荷をかけることなく簡単かつ安価な測定システムを得ることができる。このシステムは角位置の正確な情報をデジタル形態で与えることができる。

以下本発明の態様を要約するが本発明はこれに限られないことももちろんである。

- (1) 相対的に可動な部品、例えば、手動操作の測定器具におけるスケールとスライドの相対的な位置を容量によつて測定する装置において、前記スライドに複数のグループをなす供給電極を測定方向に配設し、各グループの n 個 (n は 3 より大きい整数) の電極を n 相の発振器の各出力に接続して全供給電極に周期的パターンで電圧を供給するようになすとともに、前記スライドに信号処理回路に接続された少なくとも一つの受信電極を配備し、前記スケールには互いに内部的に (galvanically) 絶縁された複数のスケール電極からなる電極パターンを配備し、これらのスケール電極のそれぞれを互いに電気的に (galvanically) 接続された二つの電極部分によつて構成し、一方の電極部分は検出電極 (detecting electrode) をなしこの検出電極は前記スライドの供給電極がその上を通過移動する前記スケールの区域近傍に配置され、前記他方の電極部分は伝達電極 (transferring electrode) をなしこの伝達電極は前記スライドの受信電極がその上を通過移動する前記スケールの区域の近傍に配置され、前記スライドをスケールに対して変位させることにより、前記供給電極の少なくとも二つの隣り合う電極の信号に基づいて前記受信電極が信号を発生し、前記信号処理回路において前記信号の位相に基づいて前記スライドのスケールに対する位置を決定するようにしたことを特徴とする可動部品の相対的位置測定装置。
- (2) 前記 n 相発振器が同じ振幅と周波数の n 個の周期信号を発生し、これらの信号が互いに N ($\frac{360}{n}$) 度 (ここに N は整数) の位相差を有する (1) 項の装置。
- (3) 前記 n 相発振器が前記供給電極に正弦波電圧を供給し、前記供給電極が長方形をなし、前記検出電極が測定方向に対し垂直な方向に、供給パターンの周期に等しい周期長さの半正弦関数

($0 \sim 180^\circ$) に対応する延長幅を有する (2) 項の装置。

- (4) 前記正弦波電圧がデジタル正弦発振器と所望の正弦成分を発生するフィルタとによつて発生される (3) 項の装置。
- (5) 前記 n 相発振器が前記供給電極に対して方形波電圧を供給し、前記受信電極からの信号が長さ G の期間内の平均値を測定され、得られた電圧が前記供給電圧に対し前記期間の位相期間および前記スケールに対する前記スライドの位置の関数である (2) 項の装置。
- (6) 前記供給電極は実質上長方形をなし、隣り合う電極間の間隔に等しい測定方向の延長ないし幅を有し、前記検出電極は長方形をなし、前記供給電極の幅の 3 倍の測定方向の延長ないし幅を有し、前記受信電極からの信号は長さ $G = \frac{p}{n}$ (ここに p は方形波電圧の周期、 n は前記 n 相発振器の位相の数) の期間内の平均値を測定され、供給電圧に対する時間ゲート (time gate) の位相位置が可変であり、平均値を算出された信号が零となる位置が電極パターンの各周期内の前記スケールに対する前記スライドの位置の 1 次関数である (5) 項の装置。

図面の簡単な説明

第 1 図は本発明の一実施例の構成を示す斜視図、第 2 図は読み取りヘッド上の電極パターンの一例を示す平面図、第 3 図は正弦波供給電圧に使用されるスケール上の電極パターンの一例を示す図、第 4 図は方形波供給電圧に使用されるスライド上の供給パターンに対するスケールの一例を示す図、第 5 図は同様のスケールの他の例を示す図、第 6 図はスケールとスライドの電極の断面図、第 7 図は 3 相正弦波供給電圧と受信器から得られた電圧の波形図、第 8 図は 3 相方形波供給電圧と受信器から得られた電圧の波形図、第 9 図は装置の電気回路の一例を示すブロック図、第 10 図はスケールパターンの一周周期よりも広い範囲内での絶対測定のためのスケールとスライドのパターンの一例を示す図、第 11 図は第 10 図のスケールパターンによる測定電気回路のブロック図、第 12 図は本発明装置で使用される供給信号の波形図、第 13 図は第 12 図の信号を検出する同期検出器の回路図、第 14 図、第 15 図、第 16 図

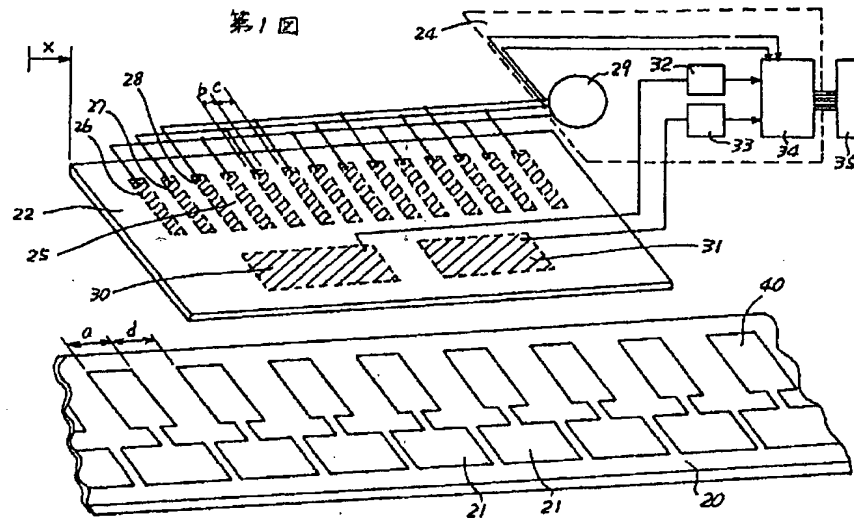
19

20

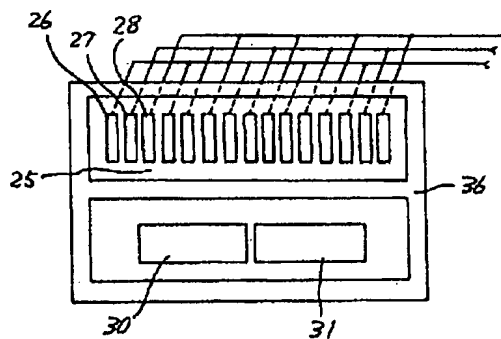
はそれぞれ装置の電気回路の異なる実施例を示す図である。

20……スケール、22……スライド、21、26、27、28、30、31、37、38……電極、32、33、62、70……増幅器、34……論理回路、35、56、101……表示器、36……遮蔽パターン、29、41……発振器、

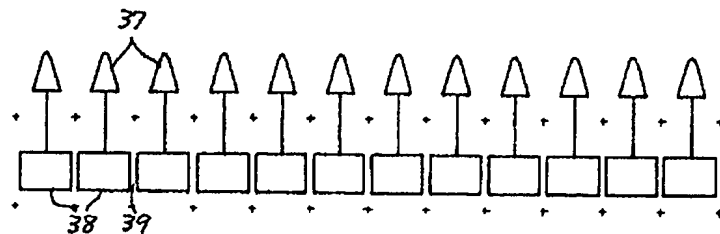
42、81、82……分周器、45……位相ロック回路、63、73……積分器、50、79……比較器、52、53……カウンタ、72……復調器、80……変調器、83……ラッチユニット、84……計算ユニット、85……トランスデューサ、88……アップダウンカウンタ、106……BCDカウンタ。

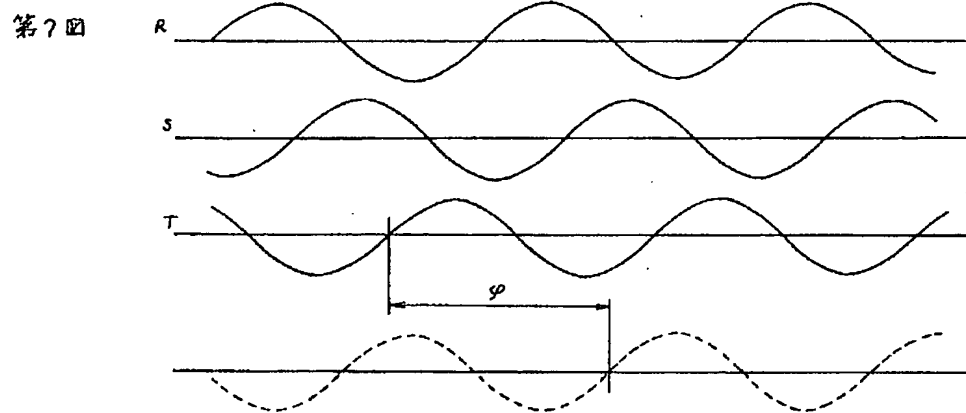
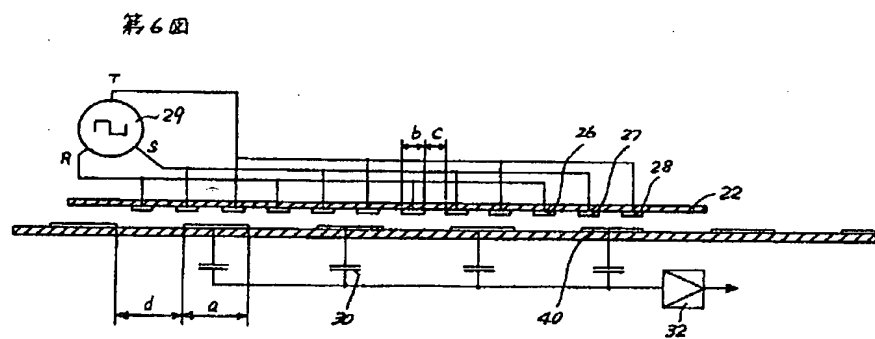
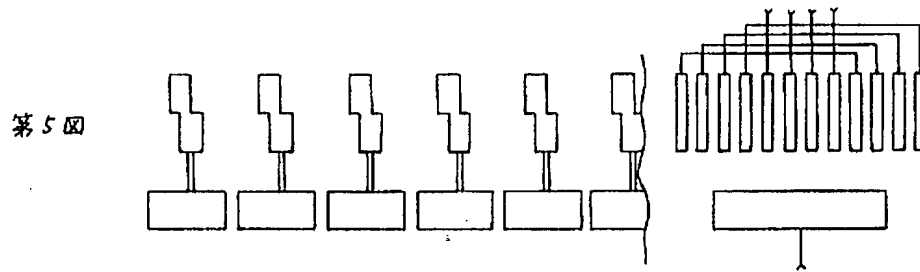
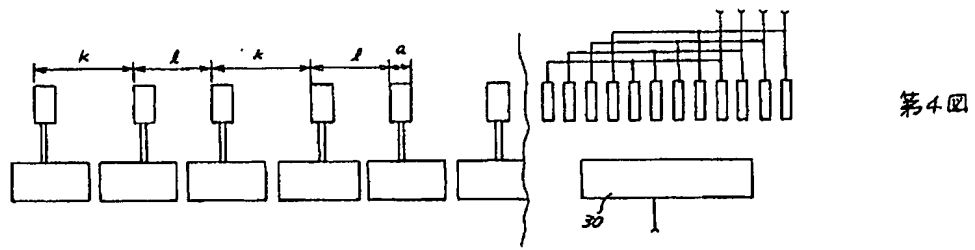


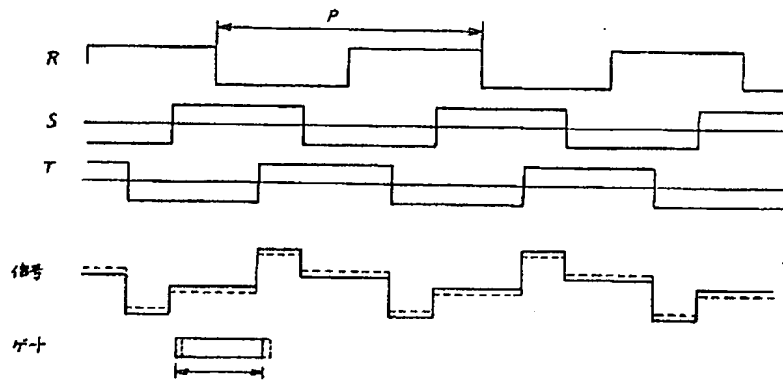
第2図



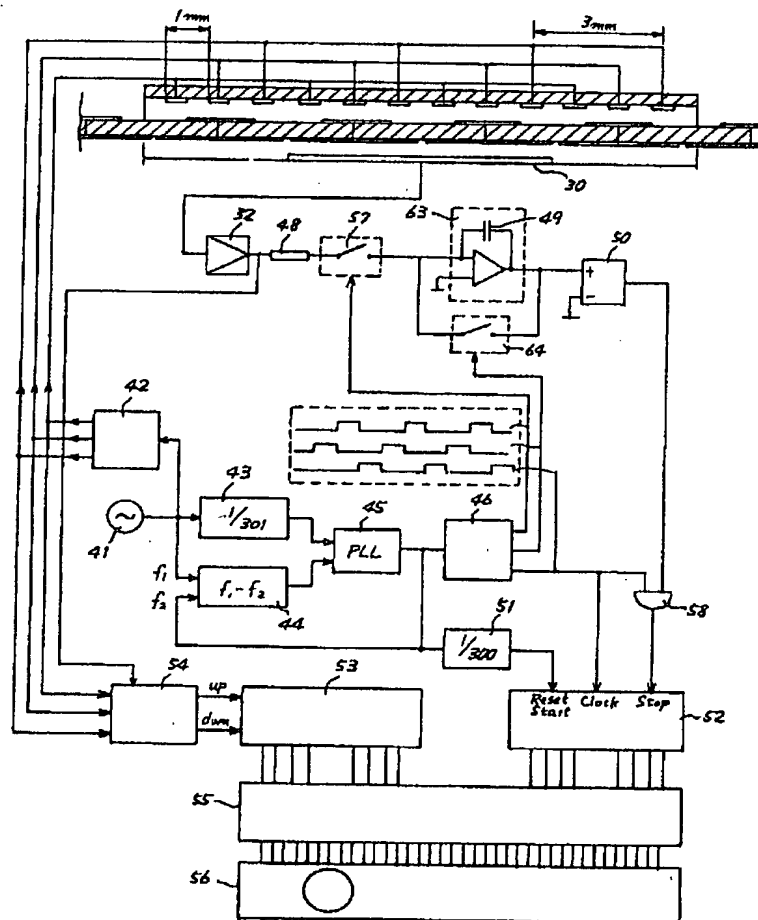
第3図





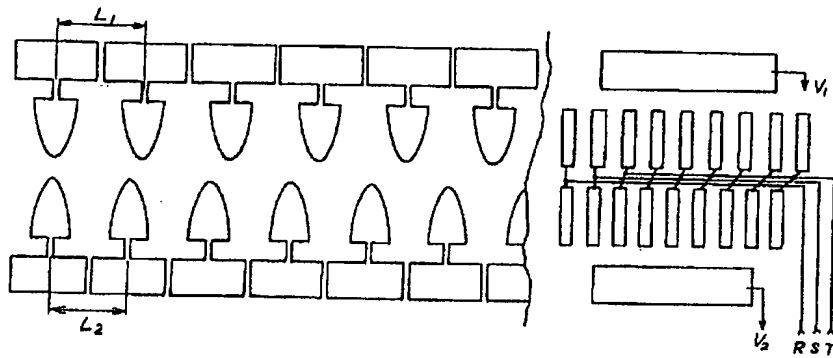


第8図

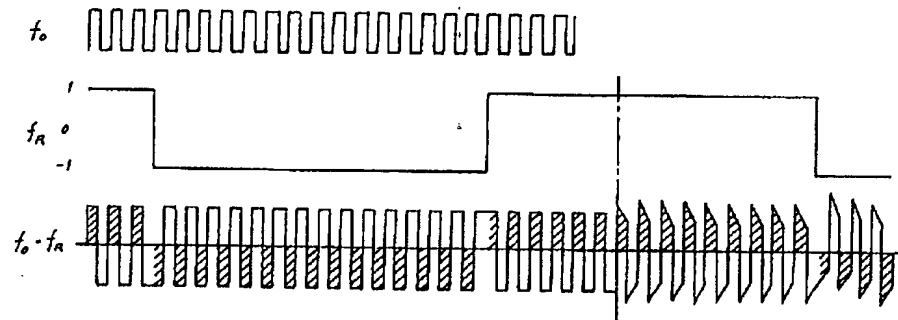


第9図

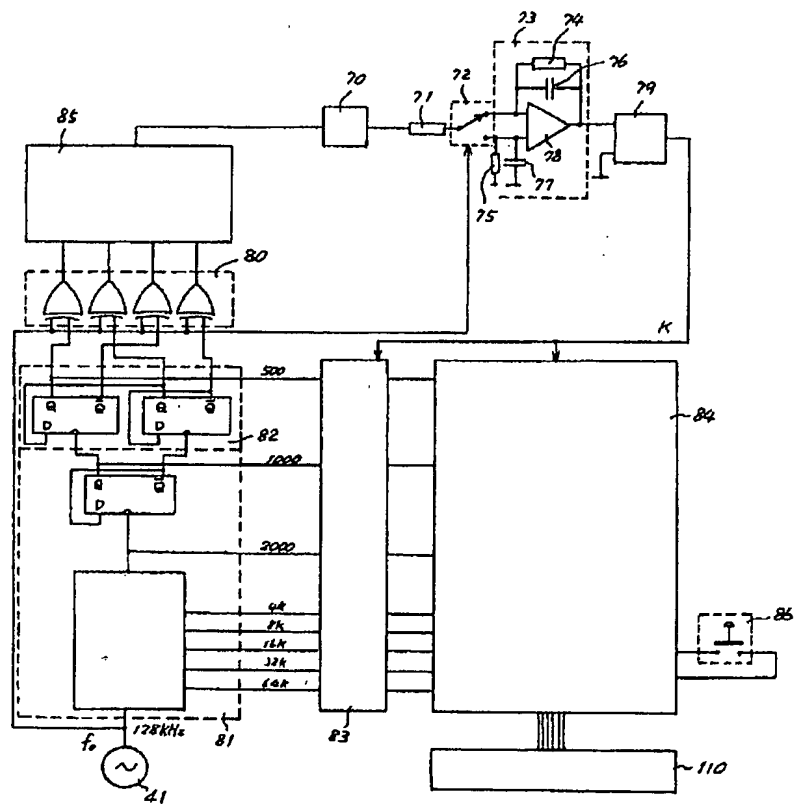
第10図



第12図



第14図



第16図

